

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES  
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
7. Dezember 2000 (07.12.2000)

PCT

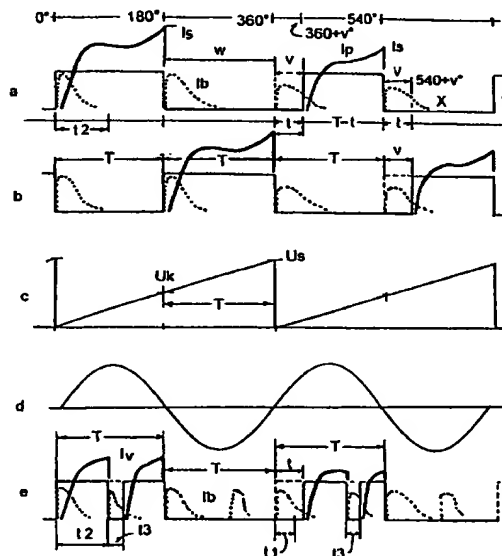
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 00/74205 A2**

- (51) Internationale Patentklassifikation<sup>7</sup>: **H02K** (71) Anmelder und  
(72) Erfinder: **LUNGU, Jancu [RO/RO]**; Str. Trapezului  
5-GIA, ap. 40, Bucharest 3 (RO).
- (21) Internationales Aktenzeichen: **PCT/RO00/00011**
- (22) Internationales Anmeldedatum: **21. April 2000 (21.04.2000)** (81) Bestimmungsstaaten (*national*): **BR, CN, DE, GB, JP, RU, US.**
- (25) Einreichungssprache: **Deutsch** (84) Bestimmungsstaaten (*regional*): **europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).**
- (26) Veröffentlichungssprache: **Deutsch**
- (30) Angaben zur Priorität: **Veröffentlicht:**  
99-00602 26. Mai 1999 (26.05.1999) **RO** — *Ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts.*  
a 2000 00432 21. April 2000 (21.04.2000) **RO**

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: **METHOD AND CIRCUITS FOR CONTROLLING THE POWER OF AN ELECTRONICALLY SWITCHED, TWO-PHASE RELUCTANCE MACHINE**

(54) Bezeichnung: **VERFAHREN UND SCHALTUNGEN ZUR LEISTUNGSREGELUNG EINER ELEKTRONISCH KOMMUTIERTEN, ZWEIFHASIGEN RELUKTANZMASCHINE**



(57) Abstract: The invention explains principles and circuits for the power control of two-phase SR-Machines featuring a direct recovery of the phase switch-off energy and a 180° phase angle at full load. The power control relies physically on a shorter current flow (duty cycle) at the phase beginning. This can be done either through mechanical phase shift of a second Hall sensor or by using time delay circuits.

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung zeigt Prinzipien und Schaltungen zur Leistungsregelung 2-phasiger, elektronisch kommutierter Reluktanzmaschinen, die bei Vollast mit einem elektrischen Phasenwinkel von 180° arbeiten, wobei eine direkte Rückgewinnung der Entmagnetisierungsenergie der

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 00/74205 A2



*Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes, und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.*

---

abgeschalteten Phasen erfolgt. Als physikalische Grundlage der Leitungsregelung dient eine Verkürzung der Stromlaufzeit zum Anfang der Phase, die sowohl über die mechanische Verschiebung eines zweiten Hallsensors als auch über elektronische Mittel (Zeitschaltungen) erfolgen kann.

Verfahren und Schaltungen zur Leistungsregelung einer elektronisch kommutierten, zweiphasigen Reluktanzmaschine.

Die Erfindung betrifft elektronisch kommutierte, zweiphasige Reluktanzmaschinen (Motoren oder Generatoren, auch SR (Switched Reluctance) Maschinen genannt) die einen besonderen Magnetkreis haben, wie z.B. aus der internationalen Patentanmeldungen WO 96/09683 und WO 98/23024 bekannt.

Einen solchen, trotz Einfachheit funktionsfähigen Motor zeigt die Fig. 1, zum leichteren Verständnis in komprimierter Form (Magnetkreis und Schaltung).

Jede einzelne der acht Haupt-(112) wie Nebenwicklungen (113) ist als eine auf dem skizzierten Magnetjoch 11 angebrachte Induktivität dargestellt.

Die Hauptstrompfade (s. "Definitionen") sind mit Fettstrich dargestellt.

Die einfachste Schaltung (s. Fig.1) eines unregelmäßig SR-Motors arbeitet im Sinne der Erfindung, wie vom Stand der Technik bekannt, mit einem Hallsensor 31 mit zwei komplementären "Flip-flop" open-collector Ausgängen 312,313 als Phasensteuerung, welche realistisch in der Nähe des Rotors skizziert wurde. Die Gate-Elektroden der Leistungsschalter 21X, 21Y, die z.B. über einen polarisations "pull-up" Widerstand 35 Spannung bekommen, werden wechselweise an das Minus- Potential (Ground) über die Hallsensorausgängen 312,313 kurzgeschlossen, so dass dadurch der Hauptstrom aufhört.

Bei einem unregelmäßig Motor wird auf dem elektrischen Winkel  $0^\circ$  s.Fig.3 z.B. die Phase X bestromt, und bei  $180^\circ$  hört ihr Hauptstrom auf; gleichzeitig wird die Y-Phase bestromt, und zwar bis auf  $360^\circ (= 0^\circ)$ , wodurch der elektrische Zyklus geschlossen wird. Die Einhaltung der elektrischen Schaltpunkte, (Phasenwechsel) die der Zahn- zu- Zahn- Bewegung des Rotors entsprechen, ist wichtig, damit der sich in die Nähe kommende Stator 111 und die Rotorpole 121 wirksam anziehen können, s.Fig 1, Phase X.

#### DEFINITIONEN

Der Einfachheit halber werden im Laufe der Beschreibung die Halbleiterbauelemente wie Mosfets, IGBT's, die den Hauptstrom von der Stromquelle zu den Wicklungen leiten "Leistungsschalter" genannt.

Unter Hauptstrom wird im Sinne der Erfindung der Strom verstanden, welches von der Quelle über einen Leistungsschalter in den Wicklungen fließt. Die Fließdauer des Hauptstromes ist bei Vollast (Flip-Flop Betrieb der Leistungsschalter) der Phasendauer T gleich und beträgt als

elektrischer Winkel gesehen  $180^\circ$ . Der Phasenwechsel wird mit Hilfe eines Rotorstellungsgebers 32 durchgeführt, welcher sich vor einen oder mehreren der Rotorstellungs(Hall)sensoren 31 dreht. Fig. 2 zeigt eine Übersicht der Anordnung einiger erfindungsrelevanter Bauteile mit den Signalformen für die Motorsteuerung, die im Laufe der Erfindung vorkommen.

5 Als "Phasensteuerung" s.Fig. 2 werden die Schaltungsteile verstanden die den Phasenwechsel im Flip-Flop- Modus steuern. Dieser muss in den Rotorstellungen erfolgen, in denen der Wirkungsgrad der Umwandlung elektrisch/mechanischer Energie bei den vorgegebenen Betriebsparametern optimal ist.

10 Obwohl eine geringfügige Leistungsregelung auch über die Verstellung der Phasensteuerung erreichbar ist, versteht man im Sinne dieser Erfindung darunter eine Reduzierung der Hauptstromlaufzeiten über kürzere "Gate" -Impulse. Dies bedeutet dass zur Leistungsregelung die Schaltungsteile gehören, die aus Rotorstellungssignalen Gate-Steuerungssignale formen, die rechteckig sind und weniger als die Phasenlänge dauern, wie in Fig. 2, rechts, dargestellt.

15 "By-pass- Dioden" werden die Dioden genannt, die die Selbstinduktionsspannung  $U_a$ , die an der Verbindung zwischen den Leistungsschaltern und den Wicklungen bei der Unterbrechung des Hauptstromes auftritt (die Entmagnetisierungsenergie, oder by-pass-Strom)  $I_b$  der darauffolgenden Phase zuleiten. "Phasenwinkel  $w$ " (elektrisch =  $180^\circ$ , mechanisch =  $180 : \text{Zahl der Rotorzähne}$ ), ist der Rotorwinkel, welcher zwischen zwei Phasenwechseln, d.h. zwischen zwei Schaltvorgängen der Phasensteuerung (Hallsensor) durchlaufen wird.

20 "Zahn-Zahn" oder "aligned position" ist die relative Rotor-Stator- Stellung, in welcher der Rotor 2 sich dreht, falls durch eine Phase kontinuierlich Gleichstrom fließt (minimale Reluktanz). Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist, Möglichkeiten der Leistungsregelung der o.g. SR-Maschinen ohne zusätzliche, kostspielige Leistungshalbleiter vorzuzeigen.

25 Dabei sollte berücksichtigt werden, dass der Wirkungsgrad der Maschine möglichst hoch bleiben soll. Dies bedeutet, dass sowohl die Rückgewinnung der Entmagnetisierungsenergie effizient erfolgen sollte, und dass die Verluste der Leistungselektronik minimiert werden.

Die Lösung der Aufgabe erfolgt nach der Lehre des Hauptanspruchs. Einfache Schaltungshinweise und Beispiele stehen dem Fachmann zur Wahl, damit er diese bei der  
30 Gestaltung einer geeigneten Schaltungsvariante wie Bausteine kombiniert, um eine konkrete Zielsetzung im Sinne der Erfindung zu realisieren. Unter "Leistungsregelung" einer SR-Maschine, insbesondere eines Motors, versteht man im Sinne der Erfindung die Verringerung des Hauptstromes durch gezielte kurzzeitige Sperrung der Leistungsschalter innerhalb der

Phasendauer, (des Phasenwinkels). Dies bewirkt die Verringerung des Hauptstromwinkels auf weniger als  $180^\circ$ , bzw. dass die relative Einschaltdauer der Leistungsschalter verkürzt wird.

Dies bedeutet, dass zum Zwecke der Regelung die zwei Leistungsschalter nicht mehr im Gegentakt- ("Flip-Flop") Modus arbeiten. Fig. 3 zeigt die relevanten Steuerungssignale des Motors als rechteckige (Spannungs-)Impulse.

Die entsprechenden Verläufe des Hauptstromes  $I_p$  (Fettstrich) bzw. des by-pass Stromes  $I_b$  (Punktlinie) sind überlagert dargestellt. Die Form der Impulse in geregeltem Modus ist in der rechten Seite (ab  $360^\circ$ ) gezeichnet, die in ungeregeltem (Flip-Flop) Modus in der linken Seite ( $0-180^\circ$ ).

Aufgrund der vom Stand der Technik bekannten Magnetkreise, welche eine sehr einfache, hocheffiziente Rückgewinnung der Entmagnetisierungsenergie einer gerade abgeschalteten Phase erlaubt, musste bis jetzt eine verzögerungsfreie Bestromung der zweiten Motorphase zum Zeitpunkt der Abschaltung der ersten erfolgen (Flip-Flop- Modus, "Verkettung" der Phasen über den by-pass Strom).

Um eine Leistungsregelung zu erreichen, wurde dort vorgeschlagen, den Hauptstrom vor dem Phasenende zu unterbrechen. Der Stromfluss in dieser abzuschaltenden Phase sollte bis zum Ende der Phasendauer durch die Rückführung der Selbstinduktionsspannung  $U_a$  mit Hilfe zweier zusätzlicher Leistungstransistoren 211 aufrechterhalten werden, s. WO 96/09683, S.8-9, Fig. 6e.

Diese Leistungstransistoren 211 waren auch im Falle einer Regelung durch die bekannte Pulsbreitenmodulation notwendig.

Hätte man auf einer Rückführung der Selbstinduktionsspannung über die Transistoren 211 verzichtet, so hätte dies zu einer nutzlosen Weiterleitung des by-pass Stromes zu der anderen Phase zum falschen Zeitpunkt geführt, mit gravierenden Folgen für den Wirkungsgrad.

Ohne zusätzlichem Aufwand an Leistungselektronik war es also bisher nicht möglich, eine auf die Verringerung der Einschaltdauer der Leistungsschalter 21 basierende Leistungsregelung zu erreichen.

Eine einfachere Lösung ist nach der Lehre dieser Erfindung möglich, auch wenn die "fly-back" Leistungstransistoren 211 nicht vorhanden sind, (s. WO 96/09683-Fig. 6e) die zum Ende der Phasendauer die Entmagnetisierungsenergie bei der Sperrung eines Leistungsschalters 21X zu der Phase (X) führten, aus der diese stammen, wie folgt:

Nach dem Anlauf des Motors, welches stets im "Flip-Flop-" Betriebsmodus (Fig. 3, linke Seite) der Leistungsschalter geschieht, kann der Hauptstrom durch Gesperrthalten der Leistungsschalter 21X, 21Y nach dem Phasenwechsel um eine feste oder variable Zeitspanne  $t$  verzögert werden, (s.

Fig.3, rechts), eine Zeitspanne, die je nach der Drehzahl des Motors einem elektrischen Winkel  $v$  entspricht.

Der Hauptstrom der Phase X setzt also nicht mehr bei  $360^\circ$ , sondern verzögert bei  $360+v^\circ$ , der der Y-Phase bei  $540+v^\circ$ .

5 Die Sperrung der Leistungsschalter erfolgt nach wie vor bei  $n \times 180^\circ$ .

Dies bedeutet, dass das Auftreten der Selbstinduktionsspannung  $U_a$  (des by-pass-Stromes  $I_b$ , bei Phasenende) stets bei  $n \times 180^\circ$ , erfolgt, d.h bei einer Relativstellung der Stator-Rotorzähne 111-121, in der diese sich wirksam anziehen können, s. Phase X in Fig.1

10 Die Entmagnetisierungsenergie (der by-pass Strom  $I_b$ , Verlauf s.Fig.3, Punktlinie) kann also der darauffolgenden Phase über die by-pass- Diode 22 mit nützlicher Wirkung (als Aufmagnetisierungsstrom, von einem Drehmoment begleitet) zugeleitet werden, auch wenn der Hauptstrom noch nicht eingesetzt hat.

15 Fängt der Hauptstrom  $I_p$  verzögert nach der Zeit  $t$  (elektrischer Rotorwinkel  $v$ ) zu fließen an, so wird dessen Anstieg steiler, da das entsprechende Magnetjoch 11 bereits über den by-pass Strom vormagnetisiert ist.

Dies bedeutet, dass eine gezielte Sperrung des Leistungsschalters 21 der X-Phase z.B. dafür verwendet werden kann, dass man aufgrund der "Verkettung" der Phasen über den by-pass Strom eine zweckmässige Vormagnetisierung der Y-Phase über die Diode 22X erreichen kann. Durch die Steuerung dieser Phasenschaltvorgänge läßt sich z.B. neben der Leistungsregelung ein bestimmter Stromverlauf in den Phasen erreichen, welcher für einen optimalen Wirkungsgrad und/oder für eine Geräuschreduzierung günstig ist.

25 Angesichts der Erkenntnisse dieser Erfindung, und zwar hauptsächlich, dass die Verkürzung der Hauptstromdauer am Phasenanfang, nicht zum Phasenende wie beim Stand der Technik zu erfolgen hat, läßt sich nicht nur der Elektronikaufwand reduzieren, sondern auch eine Regelung in breiteren Grenzen erreichen.

Die variable Einschaltverzögerung  $t$  der Leistungsschalter 21 kann auf elektronischem Wege oder über die mechanische Verschiebung eines zweiten Hallsensors 31a erfolgen.

30 Elektronisch läßt sich dies mit einem einschaltverzögerten Zeitglied erreichen, welches zum Phasenwechsel in Gang gesetzt wird, und die Gate-Elektroden der Leistungsschalter 21 um die Zeitspanne  $t$  an das minus Potential nach dem Phasenwechsel hält, (s.Fig. 3).

Diese Verzögerung kann parametrisch erfolgen, also z.B. über eine Schaltung eingestellt, die einen Soll- mit dem Istwert vergleicht und dementsprechend korrigiert, um eine bestimmte Regelgrösse wie Drehzahl oder Drehmoment z.B. konstant zu halten.

So müsste man bei einer Drehzahlerhöhung die Verzögerung  $t$  vergrössern, um dadurch den Hauptstrom zu reduzieren, bis die Drehzahl auf den eingestellten Wert sinkt.

Ist die Verzögerung  $t$  konstant, so wird auch eine gewisse, jedoch ungenaue Drehzahlbegrenzung erreicht. Steigt die Drehzahl des Motors an, so wird dabei die relative Einschaltdauer (die Leistungsaufnahme) des Motors abnehmen, bis es zu einer Drehzahlbegrenzung kommt. Dies geschieht, weil bei höherer Drehzahl die Phasendauer  $T$  abnimmt, während die Verzögerung  $t$  konstant bleibt, so dass die relative Einschaltdauer  $= T-t$  abnimmt. Das Verhältnis Hauptstromwinkel/ Phasenwinkel verringert sich.

Eine einfache Leistungsregelung, bei welcher dieses Verhältnis konstant bleibt, lässt sich durch die Verwendung zweier phasenverschobener Rotorpositionen (Hall)sensoren 31 mit digitalen "open collector" Ausgängen 312, 313 erreichen, (s.Fig. 4).

Dabei wird die Gate-Elektrode der Leistungsschalter 21 über dem ersten Hallsensor (31) am Sättigungspotential "high" gebracht und vom zweiten Hallsensor 31a (dessen Ausgänge sind parallel geschaltet) zu dem minus- Potential "los" kurzgeschlossen.

In der unteren Hälfte der Fig. 4 sind auf der Ebene a die Signale eines Ausganges 312 des aktiven Hallsensors 31 (= Steuersignale der Gate  $G_x$ , wenn der Schalter 314 offen ist, 315 geschlossen) bzw. auf Ebene b die des Ausganges des Hallsensors 31a (Schalter 315 offen, 314 geschlossen). Auf der Ebene c ist das resultierende "X Gate"-Signal (herabgeregelte Leistung), wenn beide Schalter geschlossen sind. Die "high" Impulsbreite der "Y"-Phase ist identisch, jedoch elektrisch um  $180^\circ$  phasenverschoben.

Sind die Signale der zwei Hallsensoren um den Winkel  $v$  phasenverschoben, so ist der Winkel, während die Gate Elektrode "high" ist (=Hauptstromwinkel) stets  $w-v$  (Phasenwinkel – Phasenverschiebung der Hallsensoren).

Für den Motor eines Elektrowerkzeuges kann unter Umständen diese Leistungsregelung günstiger sein.

Bei marktüblichen Handwerkzeugen erfolgt eine Drehzahlerhöhung durch das Weiterdrücken des im Handgriff integrierten, motornahen Schalters welcher in diesem Falle ein Potentiometer beinhaltet.

Ein solcher Schalter kann auch über einen Hebel z.B. die Bewegung eines Hallsensors bewirken, so dass die Funktion der Leistungssteuerung des Werkzeuges (s.Fig. 5) sich so darstellen kann:

-Je nach gewünschter Drehrichtung wird mit Hilfe des bistabilen links-rechts Wahlhebels 36, die Stellung für einen Anlaufsensor 31a gegenüber des Gebermagneten 32 vorbestimmt, mit Schaltpunkten, die etwa im ersten Viertel des Phasenwinkels liegen, links-oder rechts der neutralen Zahn-Zahn- Stellung,

5 -Am Anfang des Hubes des Hebels 37 wird der Anlauf(Hall)sensor 31a z.B. wie unter Fig. 3 dargestellt, aktiviert, und der Motor startet in der vorgewählten Richtung,

-Nach Erreichen der unteren Drehzahlgrenze wird der zweite Hallsensor 31 aktiviert, welcher jedoch die maximale Winkelverschiebung  $v$  aufweist, so dass der Hauptstromwinkel klein ist, und der Motor mit minimaler Leistung (bzw. Drehzahl) arbeitet,

10 -durch Weiterdrücken des Hebels 37 wird einer der Hallsensoren 31 wie in Fig. 5 so bewegt, dass die Verschiebung  $v$  verringert wird, so dass der Hauptstromwinkel ansteigt und damit die Leistung des Motors.

Ist die Phasenverschiebung der beiden Hallsensoren 31 gleich, so arbeitet der Motor mit Vollast (Hauptstrom- und Phasenwinkel sind gleich, Flip-Flop- Betrieb)

15 Für manche Anwendungen (Staubsauger z.B) kann der bewegliche Hallsensor 31 von der Ausgangsgrösse einer angetriebenen Vorrichtung (Vakuum, Durchfluss, Temperatur Strom, Schwingung) abhängig verstellt werden, z. B. für Druck mit Hilfe einer Zylinder-Kolben-Feder - Vorrichtung 38, was besonders preisgünstige Gesamtlösungen für die Regelung erlaubt (s. Fig.6).

20 Bei einem Verbrennungsmotor eines PkWs z.B., welcher mit einem Anlasser nach der WO 98/23024 versehen ist, können die Schwingungen des Ottomotors mit Hilfe eines Hallsensors gedämpft werden, welcher drehschwingungsfrei gelagert ist.

25 Zeigt der Ottomotor samt Reluktanzanlasser Drehschwingungen, so führen diese dazu, dass der schwingungsfrei gelagerte Hallsensor sich relativ zu dem schwingenden Stator derart bewegt, dass die Reluktanzmaschine zwischen dem Motor- Generator (Bremsen) Betrieb im Sinne einer Reduzierung der Schwingungen des Ottomotors pendelt.

Diese Funktionen können selbstverständlich auch auf elektronischem Wege realisiert werden, so dass anstelle einer mechanischen Verschiebung elektrische Phasenverschiebungen zum Einsatz kommen.

30 Bei den elektronischen Lösungen mit Zeitschaltungen kommt es grundsätzlich darauf an, synchron zu momentanen Rotor-/Statorstellungen, die für die Umwandlung der elektrischen in mechanische Energie günstig sind, längere oder kürzere Hauptstromlaufzeiten zu steuern und diese ggf. abhängig von einem Sollparameter (z.B. Drehzahl) zu regeln.



Für die Maschinensteuerung muss also ein Rotorstellungssignal gewonnen werden, welches unzweideutig den Drehwinkel- und ggf. die -Richtung widerspiegelt.

Dieses Signal lässt sich mit bekannten elektronischen Mittel derart verarbeiten, dass daraus Steuerungsimpulse für die Leistungsschalter 21 in flip-flop- (Vollast)- oder

5 Leistungsregelungsmodus gewonnen werden können.

Dabei ist es unerheblich, was für eine Art von Stellungssensoren eingesetzt werden, wobei diese im Laufe der Beschreibung einfachheitshalber als Hallsensoren 31 (analog, digital, differential, programmierbar) bezeichnet werden.

Mit Hilfe eines differentialen bzw. programmierbaren Hallsensors lassen sich direkt die  
10 Rotorzähne abtasten, so dass ein Phasenwechselsignal auch ohne Hilfe eines Gebermagneten 32 gewonnen werden

kann. Die Rotorstellung kann im Sinne der Erfindung auch ohne Hilfe eines Sensors, durch die elektronische Ermittlung der Reluktanz der Motorphasen erfolgen, wie vom Stand der Technik bekannt.

15 Wie die Fig.3 zeigt, wo als Vergleich der flip- flop- Phasenwechselsignal eines unregulierten Motors und das Sägezahn- oder Sinussignal eines Rotorstellungsgebers dargestellt sind, lassen sich aus diesen Grössen nicht nur Phasenwechsel-, sondern auch andere Steuersignale gewinnen. Dabei kommen einfache elektronische Mittel zum Einsatz wie der Schmidt-Trigger. Ein  
20 Sägezahnsignal dieser Art kann z.B. mit Hilfe eines analogen Hallsensors 31c gewonnen werden, welches durch einen Permanentmagneten 33 polarisiert ist und sich radial vor einer mit dem Rotor solidarisch drehenden, weichmagnetischen "Sägezahnscheibe" 32a befindet (Fig.6). Dabei ändert sich der Magnetfeld, welches den Hallsensor ansteuert (die Reluktanz des Systems) "sägezahnartig," so dass auch das Ausgangssignal des Hallsensors 31c (= Eingangssignal der  
25 Phasensteuerungstriggers) diese Form aufweist.

Aus dem Sägezahnsignal kann über einen Pegelschalter 34 (Schmidt Trigger, s.Fig.2 u 3) ein Phasenwechselsignal (Flip-Flop) gewonnen werden, wenn der Trigger in der Mitte der Anstiegsphase (Pegel  $U_k$ ) kippt (Phasenwechsel X zu Y) bzw. beim Abfallen des Signals nach der Zahnspitze  $U_s$  in die Ausgangslage zurückfällt (Y zu X), s. Fig.3 vgl. Ebene a-c.

30 Durch die Anpassung der Kippspannung  $U_k$  kann die Phasensymmetrie leicht beeinflusst werden, ohne dass die Phasenlage (beim Zurückfallen nach der Zahnspitze) sich ändert.

Phasensymmetrie bedeutet, dass die Dauer der "high" Phasen an beiden X und Y Ausgängen, also an die Gate Elektroden  $G_x$ ,  $G_y$  der Leistungsschalter 21X, 21Y stets gleich ist, sei es im flip-flop-

oder im Leistungsregelungsmodus. Dies ist nötig, um für den ruhigen Lauf der Maschine die Ströme der beiden Phasen gleich zu halten.

Sollte es z. B. wegen der Eigenschaften der Bauteile jedoch dazu kommen, dass die "high" Phasen am Gate der Leistungsschalter 21X, 21Y unterschiedlich lang sind, so ist es z. B. mit der Prinzipschaltung nach Fig. 7 möglich, ein Spannungssignal  $U_d$  (Symmetrieabweichung) zu gewinnen, welches zum Abgleich der Phasensymmetrie eingesetzt wird.

Mit Hilfe dieser Spannung  $U_d$  wird die Kippspannung  $U_k$  des Triggers 34 derart angepasst, dass sich eine Phasensymmetrie einstellt.

Die Spannung  $U_d$  ist die Potentialdifferenz an zwei Kondensatoren  $C_x$ ,  $C_y$  die über Widerstände  $R_x$ ,  $R_y$ , an die Gate -Elektroden  $G_x$ ,  $G_y$ , der Leistungsschalter angeschlossen, wechselweise aufgeladen bzw. entladen werden und einen Spannungspegel annehmen, welcher dem Verhältnis der ein/aus Dauer des jeweiligen Schalters 21X, 21Y entspricht.

Dieses Phasendauersignal kann in flip-flop Modus (z. B. beim Hochlauf der Maschine) auch als analoges Drehzahlssignal eingesetzt werden.

Diese Möglichkeiten der Beeinflussung des Phasenwechsels können mit einer dynamischen, hauptstromabhängigen Variante (Fig. 8) ergänzt werden, die hauptsächlich das Anlaufverhalten verbessern kann.

Dafür wird z. B. im Magnetkreis des Gebermagneten(32)- Hallsensors 31 eine (oder mehrere) Stromschleife 322 (s. Fig. 8) eingeführt, die z.B. vom Hauptstrom einer Phase oder von einem geeigneten Steuerstrom durchlaufen wird.

Je nach momentaner Stromflussrichtung und Stärke wird das Magnetfeld, welches den Hallsensor 31 und damit den Phasenwechsel steuert, beeinflusst, so dass auf diesem Wege eine Rückkopplung zwischen dem Hauptstrom  $I_p$  und dem Phasenwechsel entsteht.

Damit wird eine lastabhängige Verstellung der Phasenwechselpunkte als Rückkopplung möglich. Eine solche Verstellung des Phasenwechsels kann auch mit elektronischen Mitteln der Phasenverschiebung (vom Stand der Technik bekannt) in weiteren Bereichen durchgeführt werden, wenn sie zur Optimierung des Wirkungsgrades bzw. zur Regelung des Motors nützlich ist. Dafür ist es z. B. günstig, von einem analogen Hallsensor ein Sinussignal (Fig. 3, Ebene d) zu gewinnen, weil dieses zum Zwecke der Phasenverschiebung sich leichter verarbeiten lässt.

Die im Zusammenhang mit Fig. 3. beschriebenen Mittel sowie die vom Stand der Technik bekannten Mittel der Phasenverstellung sind z.B. dabei einsetzbar.

Für den Anlauf des Motors ist ein Phasenwechsel in der Nähe der Zahn-Lücke- Stellung (s. Fig. 1, Ecken der Rotor- und Statorzähne der Phase X) günstig; die Verschiebung des Phasenwechsels gegenüber dieser Stellung soll jedoch mit ansteigender Drehzahl zunehmen.

Dafür ist z.B. günstig, wenn man mit Hilfe eines mit der Schaltfrequenz ansteigenden, leicht zu gewinnenden Drehzahl(Spannungs-)signals eine grössere Phasenverschiebung des Phasenwechsels hervorruft.

Die Grösse dieser Verschiebung wird für einen optimalen Wirkungsgrad von den Betriebsparametern (Drehzahl, Drehmoment) abhängig sein.

Eine Möglichkeit, dies zu ermitteln ist, bei konstanter (geregelter) Drehzahl bzw. Last, die Phasenverschiebung soweit zu bringen, dass der Hauptstrom  $I_p$  oder der by-pass Strom  $I_b$  den niedrigsten Wert erreichen. Letzterer ( $I_b$ ) ist mit niedrigeren Verlusten messbar, ggf. sogar ohne Verluste, über die Selbstinduktionsspannung  $U_a$ .

Mit einer zweckmässigen Regelschaltung kann diese Wirkungsgradoptimierung automatisch erfolgen.

Verwendet man anstelle eines einfachen Sensors einen programmierbaren Hallsensor, welcher auf dem gleichen Chip einstellbare Triggerbausteine aufweist, so ist es möglich, den Schaltungsaufwand entscheidend zu reduzieren und die Phasenverschiebung der Ausgangssignale durch die Programmierung des Sensors zu steuern.

Das rotierende Magnetfeld (die motorische Wirkung) der Maschine entsteht aus der Überlagerung des Hauptstromes  $I_p$  und des by-pass- Stromes  $I_b$ , welches stets nach der Unterbrechung des Hauptstromes der anderen Phase entsteht und die Wicklungen der beiden Phasen gleichzeitig durchläuft.

Bei Maschinen, die wie in der WO 98/23024 beschrieben, sich aus zwei Maschinenhälften (mit der gleichen Achse, mechanisch um  $w/2$  zum Zwecke der Drehmomentglättung winkelfersetzt) zusammensetzen, besteht eine Möglichkeit, die Spitzen der Selbstinduktionsspannung  $U_a$  zu reduzieren, indem man den by-pass Strom  $I_b$  nicht nur zu der komplementären Phase, also von X zu Y sondern auch zu den Phasen der zweiten Maschinenhälfte zuzuleiten; s. Fig. 1a.

Die zweite Maschinenhälfte hat die gleiche Minusverbindung wie die Erste und ist mit dieser identisch. In Fig. 1 zeigen die gestrichelt, schräg gezeichneten Dioden "22" die möglichen Strompfade zu den Nebenwicklungen "113" /Leistungsschaltern "21" der zweiten, in Fig. 1a skizzierten Maschine.

Dies heisst, dass der by-pass Strom  $I_b$  der Phase X sich zu den Phasen Y und Y' (der zweiten Maschine gehörend) abzweigt, oder er wird alleine der Y' Phase zugeleitet, wenn dies für den

Wirkungsgrad günstig ist. Mit dem by-pass Strom  $I_{b'}$  der zweiten Maschinenhälfte wird ähnlich verfahren. Sowohl der Haupt- wie der wesentlich schwächere by-pass-Strom (s. Fig. 3) lassen sich, stets voneinander abhängig, in gewissen Grenzen zur Optimierung der Motorfunktion steuern, so können, derart eingestellt, Verluste minimiert werden.

Die Hauptverluste sind:

- a)-ohmsche Verluste in Wicklungen und Leistungsschaltern, die massgeblich von der Stromspitzen abhängig sind, die man also möglichst vermeiden sollte,
- b)-Schaltverluste, die eine Vermeidung zu vieler Schaltvorgänge verlangen,
- c)-Verluste durch Spitzen der Selbstinduktionsspannung, (von den Stromspitzen abhängig) die im Avalanche-Modus von den Leistungsschaltern 21 absorbiert sind und diese gefährden,
- d)- Eisenverluste, die in etwa mit den Verlusten unter a) und b) zusammenhängen.

Um den bestmöglichen Wirkungsgrad zu erreichen, ist also nötig, mit möglichst wenigen Schaltvorgängen einen zweckmässigen Verlauf des Hauptstromes  $I_p$  zu erreichen, d.h.

insbesondere hohe Werte zum Zeitpunkt der Abschaltung zu vermeiden. Für einige Betriebszustände ist es unter Umständen zweckmässig, eine zusätzliche Unterbrechung des Hauptstromes  $I_p$  in Kauf zu nehmen, (s.Ebene e, rechte Seite) wenn dadurch hohe Stromspitzen vermieden werden, wobei sich als Folge eine Erhöhung des Wirkungsgrades einstellen.

Dadurch hat der vom Motor aufgenommene Strom eine geringere Welligkeit, und der ggf. zur

Glättung notwendige Elko wird kleiner. Fig. 3 -Ebene a,b, zeigen typische Verläufe des Hauptstromes in einen unregelmässigen oder nur über die Verzögerung  $t$  geregelten Motor.

Die Stromspitzen  $I_s$  zum Phasenende lassen sich z.B.dadurch verringern, dass zu der Phasenlage  $t_2$ , (s. Ebene a und e), wo der Hauptstrom  $I_p$  einen niedrigeren Wert hat, die Gate des Leistungsschalters 21 für die Zeit  $t_3$  am minus- Potential (Ground) kurzgeschlossen wird, was den Hauptstrom insbesondere im hinteren Bereich reduziert, s. Ebene e.

Die Leistungsregelung sorgt dafür, dass die Drehzahl nicht abfällt und reduziert  $t$  auf  $t_1$ , wobei der Hauptstrom insgesamt auf dem Nennwert bleibt, jedoch ohne die ausgeprägte Spitze  $I_s$ , was zu einer Steigerung des Wirkungsgrades beitragen kann.

Um den Anlaufstrom des Motors zu begrenzen, kann man den Hauptstrom innerhalb der

Phasendauer  $T$  beim Erreichen eines vorgegebenen Spitzenwertes  $I_v$  (s.Ebene E, links) ein- oder mehrmals um eine konstante oder parametrisch variable Dauer  $t_3$  unterbrechen, wie unter Fig.3, Ebene e gezeigt. Die Verzögerung zum Phasenanfang ist nicht vorhanden ( $t=0$ ).

Die Wiedereinschaltung des Hauptstromes kann z. B. erfolgen wenn der by-pass- Strom auf einen vorgegebenen Wert gesunken ist.

Diese Anlaufstrombegrenzung kann auch als Schutzfunktion fungieren und erfolgt z.B. mit Hilfe eines Transistors 42, s. Fig.9.

Weil der Anfang und das Ende der Phase vorgegeben sind und die Wicklungen der betroffenen Joche, sei es über Haupt-oder by-pass -Strom ständig durchflossen sind, bedeutet dies

grundsätzlich keine Abkehr vom Flip-Flop- Anlaufmodus.

Ohne diese Schutzfunktion kann besonders beim Anlauf des Motors nicht vermieden werden, dass der zu kommutierende Hauptstrom hohe Werte erreicht. Dadurch erreichen auch die Spitzen der Selbstinduktionsspannung  $U_a$  sehr hohe Werte, die trotz des by-pass -Stromes  $I_b$  die Spannungsfestigkeit der Leistungsschalter 21 (Mosfets, IGBT's) überschreiten.

Die Energie der im Avalanchemodus "gekappten" Spannungsspitzen (=avalanche clamping) gefährden jedoch die Leistungsschalter. Es ist daher günstiger, diese Spitzen durch Ansteuerung der Gate, also durch Leitfähigkeit des Chips in Wärme umzuwandeln (active clamping).

Dies gelingt mit Hilfe der in Fig.9 gezeigten Schaltung, wo über die Zenerdiode 40 und durch Sperrung des Transistors 41 die Gate ein positives Potential bekommen wird, (21 wird leitend) sobald die an den Leistungsschalter 21 angelegte Spannung sich dem Avalanchewert nähert und dadurch die Zenerspannung überschreitet.

Wie Fig. 9 zeigt, ist die Gate über den open- collector- Ausgang des Hallsensors 31 ( Phasensteuerung) und zusätzlich über einen Reihen- (41) bzw einen Paralleltransistor 42 steuerbar.

Dadurch kann die Gate-Steuerung bei Bedarf von der Phasensteuerung abgekoppelt werden, um z. B. die wichtigsten Betriebs- und Schutzfunktionen des Motors zu realisieren, wie:

- a)- Ein-/ Ausschaltung,
- b)- Leistungs-, Drehzahlregelung
- c)- Über- wie Unterspannungsschutz,
- d)- thermische Abschaltung, Strombegrenzung, und Kurzschlusschutz,
- e)-Schutz gegen induktive Spannungsspitzen, wie bereits erwähnt.
- f)-Bremsung

Der Transistor 42 übernimmt Schutzfunktionen und sollte die Gate am minus Potential kurzschliessen, falls einer der unter c) oder d) aufgeführten Zuständen eintritt.

Aus der WO 96/09683 ist eine Reluktanzmaschine bekannt, die keinen Stator, sondern zwei unabhängige Rotoren 1,2 hat, wobei ersterer, der Feldrotor 1, wie Fig. 10 zeigt (einem drehenden Stator ähnlich), über zwei Bürsten 34-bzw. Schleifringe mit dem Hauptstrom  $I_p$  versorgt wird.

Der Feldrotor trägt auf dem Rahmen 5 die Leistungsschalter 21 und einen Teil der Phasen- und Drehzahlsteuerung, die also beweglich, für eine Einstellung von außen unzugänglich sind.

Für diese Art von Einstellungen ist also notwendig eine kontaktlose Übertragung z. B. des von außen vorgegebenen Drehzahlollwertes durchzuführen, die mit Hilfe eines axial eingebauten,

5 mitrotierenden Hallsensors 39 vorgenommen wird, welcher über eine feststehende Steuerwicklung 49 angesteuert wird.

Mit Hilfe dieser Bauteile 39, 49, ist z. B. möglich, die Zeitbasis, welche die Einschaltverzögerung  $t$  der Leistungsschalter 21 (die Leistungsregelung) steuert, die sich auf der mitrotierenden Platine 45 des Feldrotors 1 befindet, zu regeln. Die Phasensteuerung dreht sich mit dem Feldrotor.

10 Während der eingestellten Verzögerung  $t$  ist die Steuerwicklung 49 bestromt.

Diese steuert den Hallsensor 39, welcher die beschriebene Leistungsregelung kontrolliert.

Da die Zeitbasis durch Phasenwechsel, also durch die steile Abnahme des Hauptstromes  $I_p$  gesteuert wird, könnte dieser elektronisch leicht zu erkennende Vorgang sogar eine

15 außenstehende Zeitbasis starten. Die Vorteile der Erfindung beruhen auf der Einfachheit der (Leistungs) Schaltungen, die eine preiswerte Realisierung gestatten.

Im Folgendem werden drei Schaltungsbeispiele (Fig. 11, 12, 13) für die Drehzahlregelung beschrieben, die für den Motor nach Fig. 1 einsetzbar sind. Die Schaltung des Motors wurde vereinfacht dargestellt und je nach Beispiel unterschiedlich ergänzt.

20 Die zwei by-pass-Dioden (in Reihe mit den by-pass Wicklungen 113) wurden funktionsgleich durch eine einzige Diode 221 ersetzt, deren Kathode direkt mit dem Plusanschluss verbunden ist. Zum Zwecke der Regelung muss die Ansteuerung der Gate-Elektroden der Leistungsschalter 21 am Anfang der Phase von der Phasenumschaltung abgekoppelt werden.

25 Um eine Verzögerung zu bewirken, ist es am einfachsten, ein von der Phasensteuerung in Gang gesetztes RC-Glied mit einem Pegeldiskriminator (Trigger) zu kombinieren, so dass am Ausgang des Triggers während der Verzögerung  $t$  ein low Signal erscheint, welcher die Gate des Leistungsschalters der aktiven Phase des Motors "low" schaltet.

Die Abschaltung einer Phase (Wechsel high-low) muss also die Einschaltverzögerung  $t$  des Leistungsschalters 21 der nächsten Phase auslösen.

30 Die Fig. 11 zeigt zwischen der Schaltung eines Motors (links der gestrichelten Linie) und dem Pegelschalter (hier Schmitt-Trigger, rechts der Punktlinie) ein Realisierungsbeispiel der Erfindung. Der Motor mit zwei Phasen X und Y hat Hauptwicklungen 112 in Reihe mit den Leistungsschaltern 21 (beide mit einer Inversdiode versehen) die vom Hauptstrom  $I_p$  durchflossen sind.

Die Nebenwicklungen 113 sind vom by-pass Strom  $I_b$  durchflossen, welcher durch die by-pass Diode 221 zu der Plusleitung fließt. Die Gate Elektroden  $G_x$ ,  $G_y$  der Leistungsschalter 21, werden von den Widerständen  $R_g$  "hochgezogen", falls der Ein-Ausschalter ID geschlossen ist. Diese werden jedoch vom digitalen Hallsensor 31 mit komplementären (flip-flop) Ausgängen  $H_x$ ,  $H_y$  (=Phasensteuerung) nicht mehr direkt, sondern über die Dioden D1 zum Minuspotential "heruntergezogen" (pulled down).

Bis hier gleicht die Funktion der eines unregelmäßigen Motors.

Die komplementären Ausgänge  $H_x$ ,  $H_y$  des Hallsensors 31, vor dem sich der Gebermagnet 32 dreht, sind, um Signale für die Regelung zu erhalten, an den "hochzieh" (pull-up) Widerständen  $R_t$  angeschlossen. Durch diese werden während der "high" Zeit der Ausgänge  $H_x$ ,  $H_y$  des Hallsensors 31 die Kondensatoren  $C_t$  aufgeladen.

Die Aufladung kann in Bedarfsfall zur Verbesserung des Regelungsverhaltens über die Dioden  $D_i$  (Punktlinie) beschleunigt werden.

Wird einer der open-collector Ausgänge  $H_x$ ,  $H_y$ , des Hallsensors 31 "low", so entlädt sich der jeweilige Kondensator  $C_t$  über diesem bzw. über dem Reihenwiderstand  $R_t$ , wobei letztere RC-Glieder ( $R_t$ ,  $C_t$ ) bilden, die die Verzögerung  $t$  für jede Phase zum Zwecke der Drehzahlregelung bestimmen

An der Verbindungsstelle  $R_t$ - $C_t$  erscheint beim Phasenwechsel ein asymptotisch abnehmendes Minuspotential  $U_t$ .

Diese negative Spannung, die entweder von der X oder Y-Phase stammt, verursacht über die Dioden  $D_e$  und den Widerstand  $R_e$  einen Strom  $I_t$  welcher den Schmitt- Trigger ST kippt. Dadurch wird der Ausgangstransistor  $T_a$  leitend. Dadurch bleibt auch nach dem Phasenwechsel die jeweilige Gate-Elektrode des aktiven Leistungsschalters 21 für die Zeit  $t$  über die Dioden  $D_t$  bzw. den Transistor  $T_a$  und den niederohmigen Widerstand  $R_l$  an dem -Potential angeschlossen, also "low".

Die Verzögerung  $t$  des Hauptstromes  $I_p$  wird durch den Potentiometer  $P_t$  eingestellt, welcher einen einstellbaren Strom  $I_s$  in Richtung der Basis des Eingangstransistors  $T_e$  leitet (Sollwerteinstellung).

Die Subtraktion des Sollwertstromes  $I_s$  und des zeitlich variablen Stromes  $I_t$  ergibt einen resultierenden Basisstrom  $I_e$ .

Wenn dieser den Schwellwert erreicht, wird der Transistor  $T_e$  leitend, wobei der Ausgangstransistor  $T_a$  sperrt, so dass die jeweilige Gate der Leistungsschalter 21 über den Widerstand  $R_g$  "hochgezogen" werden kann.

Der Leistungsschalter 21 wird dadurch leitend, der Hauptstrom  $I_p$  setzt also im Sinne der Erfindung nach der Verzögerung  $t$  ein.

Die Drehzahlregelungsschaltung (rechts der gestrichelten Linie) kann auf einer getrennten Platine angebracht werden, die an einem ungeregelten Motor (z.B. über eine Steckverbindung)

5 angeschlossen werden kann. Das Gleiche gilt auch für die Schaltung nach Fig. 12.

Am Eingang des Schmitt-Triggers kann in vielfältiger Weise Einfluss auf dem Basisstrom  $I_e$  ausgeübt werden, um die Funktionen der Regelung zu verfeinern oder den Motor zu schützen.

10 An dieser Stelle (s. Pfeile) kann ein Steuerstrom eingespeist oder abgezogen werden, entweder um die Verzögerung  $t$  zu beeinflussen (Rückkopplungsfunktionen z.B.) oder den Motor im Falle einer Gefährdung durch dauerhafte Sperrung des Eingangstransistors  $T_e$  zu stoppen.

Die Verzögerung  $t$  (die Drehzahl des Motors) kann z.B. sinnvollerweise in den folgenden Situationen beeinflusst werden:

- Als Rückkopplung zur Drehzahlregelung; sinkt die Drehzahl unter dem Sollwert, so wird die Verzögerung  $t$  reduziert, um den Hauptstrom zu erhöhen.
- 15 - Als Anlaufstrombegrenzung; erreichen der Anlaufstrom oder die Selbstinduktionsspannung  $U_a$  zu hohe Werte, so wird die Verzögerung  $t$  erhöht, um den Hauptstrom  $I_p$  zu senken. - Zur Temperaturstabilisierung; steigt die Temperatur des Motors oder einzelner seiner Teile an, so wird die Verzögerung  $t$  vergrößert.
- 20 - Die Drehzahl des Motors lässt sich über die Schaltfrequenz am Ausgang der Phasensteuerung ermitteln, die sich ggf. in ein Analogsignal umwandeln lässt. Zumindest eines der Signale vorgegebener Spannung am Ausgang der Phasensteuerung wird dafür (s. Fig. 11, unterhalb der fettgestrichelten Linie) über einen Kondensator  $C_a$  (etwa  $0,1\mu F$ ) einer Schaltung zugeleitet, die die Auflade-Entladeströme des Kondensators  $C_a$  über zwei Dioden  $D_+$ ,  $D_-$  trennt und diese durch
- 25 Integration zur Aufladung zweier Kondensatoren  $C_+$ ,  $C_-$  ( $5-1000\mu F$ ) mit parallelschalteten Entladewiderständen  $R_d$  zuführt.

Die positive bzw. negative Aufladung der Kondensatoren  $C_+$  oder  $C_-$  ist der Drehzahl

proportional und jede dieser Spannungen lässt sich bei Bedarf zu Regelungszwecken einsetzen.

Wird anstelle der Widerstände  $R_{d+}$ ,  $R_{d-}$  an den Verbindungspunkten zwischen den Dioden  $D_+$ ,

30  $D_-$  und den Kondensatoren  $C_+$ ,  $C_-$  ein Potentiometer  $P_i$  angeschlossen, so lässt sich an dessen Cursor ein vom negativen bis zum positiven einstellbares (Rückmelde)Signal gewinnen, welches der Drehzahl proportional ist und z.B. als Rückkopplungsstrom zum Eingang des Schmitt-Triggers ST zugeführt werden kann.



Um z.B. einen Sanftanlauf des Motors zu bewirken, werden die Werte der Entladewiderstände  $R_d$  bzw. der Kondensatoren  $C_+$ ,  $C_-$  derart ausgewählt, dass einer der Kondensatoren  $C_+$ ,  $C_-$  langsamer die Spannung erreicht, die der Drehzahl des Motors entspricht. Das an dem Potentiometer  $P_i$  abgegriffene Signal hat nach der Einschaltung des Motors eine langsamere Veränderung und kann dadurch verwendet werden, um die Verzögerung  $t$  allmählich zu reduzieren, also einen Sanftanlauf zu bewirken.

Fig. 12 zeigt eine Schaltung, die eine Drehzahlregelung- und -begrenzung durch die vorhin beschriebene Einschaltverzögerung ermöglicht, bei welcher diese Verzögerung mittels einer Spannung gesteuert ist, die mit der Drehzahl ansteigt.

Wie ersichtlich, hat diese Schaltung Bauteile, ( $R_g$ ,  $D_t$ ,  $R_c$ ,  $C_t$ ,  $ST$ ) die denen der Fig. 11 entsprechen und in Zusammenhang mit dieser beschrieben wurden.

Die Kondensatoren  $C_t$  werden hier jedoch über zwei Diodenpaare  $D_+$ ,  $D_-$  aufgeladen bzw. entladen. Der Positivanteil der Ströme, die durch die Kondensatoren  $C_t$  fließen, lädt über die Dioden  $D_+$  bzw. den Widerstand  $R_v$  den Integrationskondensator  $C_v$  auf, so dass dessen mittlere Ladespannung der Drehzahl proportional ist. Der Widerstand  $R_l$  dient dazu, die Kondensatoren  $C_t$  über die Dioden  $D_-$  zu entladen, wenn die jeweiligen Ausgänge  $H_x$ ,  $H_y$ , des Hallsensors 31 sich am Minuspotential befinden. Die Kapazität dieses Kondensators  $C_v$  und der Widerstand  $R_v$  sind so gewählt, dass an der Kathode der Dioden  $D_+$  eine Spannung  $U_v$  entsteht, dessen mittlerer Wert dem Ladezustand des Integrationskondensators  $C_v$  (der Drehzahl) entspricht, die jedoch eine ausreichende Welligkeit hat, (die vorwiegend über durch den Spannungsabfall an dem Widerstand  $R_v$  entsteht), um den Transistor  $T_v$  innerhalb der Phasendauer zu schalten. Der Widerstand  $R_f$  und der Kondensator  $C_f$  dienen dazu, aus dieser Spannung  $U_v$  etwaige Störanteile zu filtern.

Der Ladezustand des Kondensators  $C_v$ , also die Anstiegsrate dieser Spannung mit der Drehzahl lässt sich mit Hilfe des Potentiometers  $P_v$  anpassen, so dass mit dessen Hilfe eine Drehzahlregelung erfolgt.

Funktionsweise: Wenn die Drehzahl des Motors einen über den Potentiometer  $P_v$  eingestellten Wert unterschreitet, ist die Spannung am Kondensator  $C_v$  niedrig genug, damit der Transistor  $T_v$  auch zum Phasenanfang (wenn die Kondensatoren  $C_t$  sich in der Aufladephase befinden) nicht leitend wird.

Steigt die Drehzahl des Motors an, so steigt die Spannung am Kondensator  $C_v$  an und ebenso die Spannung  $U_v$  an der Kathode der Diode  $D_+$ . (Die Widerstände  $R_c$ ,  $R_v$  und der Kondensator  $C_t$  bilden einen Spannungsteiler).

Weil der der einzuschaltenden Phase entsprechende Kondensator  $C_t$  zum Phasenanfang entladen ist, hat die Spannung  $U_v$  zu diesem Zeitpunkt den höchsten Wert.

Der Transistor  $T_v$  wird zum Phasenanfang leitend und sperrt den leitend polarisierten Transistor  $T_e$  des Schmitt-Triggers, so dass dadurch der Ausgangstransistor  $T_a$  leitend wird.

- 5 Die Gate - Elektroden der Leistungsschalter 21 bleiben so an der Masse angeschlossen und dieser (21) gesperrt. Steigt nach einer Verzögerung  $t$  die Spannung an dem Kondensator  $C_t$  an, so sinkt die Spannung  $U_v$  ausreichend, damit der Transistor  $T_v$  sperrt. Damit sperrt auch der Ausgangstransistor  $T_a$  und der entsprechende Leistungsschalter 21 wird nach der Verzögerung  $t$  leitend. Dieser Vorgang wiederholt sich für jede Phase und die Verzögerung  $t$  nimmt aufgrund  
10 der beschriebenen Vorgänge einen Wert an, welcher der eingestellten Drehzahl entspricht. Weil die Ladespannung des Kondensators  $C_v$  dem Hauptstrom beeinflusst, lässt sich durch die Erhöhung dieser Spannung der Belastungszustand des Motors, auch von der Drehzahl unabhängig, reduzieren bzw. steuern.

Hier können also weitere Steuerungseinflüsse spannungserhöhend- bzw. senkend eingreifen.

- 15 Wie oben erläutert, kann der Status der Maschine, von verschiedenen Parametern abhängig an der Gate- Elektroden  $G_x$ ,  $G_y$  der Maschine kontrolliert werden. Angesichts der Schaltungen nach Fig. 11-13 ist jedoch einfacher, die unter a) bis f) beschriebenen Funktionen dadurch zu erreichen, dass man die Steuerparameter nicht direkt, sondern am Eingang des Pegelschalters ST bzw. am Eingang der Treiberbausteine der einzelnen Phasen beeinflusst.

- 20 Fig. 13 Zeigt eine weitere Schaltung, wo im Prinzip die Funktion des Schmitt- Triggers samt Invertiertransistor lt. Fig. 12 über zwei spezielle Steuerungsbausteine/Phase (mit Schwellwertschalterfunktion, hier Mosfet-Treiber, z.B der Typs Micrel (Mic 4451B)) realisiert wurde.

- 25 Diese Variante gestattet aufgrund kürzerer Schaltzeiten eine bessere Ansteuerung, insbesondere grösserer Mosfets oder parallelgeschalteter Mosfetgruppen.

Die Schaltung nach Fig. 12 wurde dafür wie folgt geändert:

- Je ein Mosfet- Treiber  $Dr$ / Phase mit dem invertierenden Ausgang  $O$  an Gate angeschlossen ersetzt Schmitt- Trigger ST und Invertiertransistor  $T_v$ .
- 30 - Die Dioden  $D1$  und die Hochzieh- (pull-up) Widerstände  $R_g$  für die Gate- Elektroden entfallen, weil jetzt die Ausgänge  $O$  der zwei Mosfet- Treiber  $DrX$ ,  $DrY$ , die Gate- Elektroden  $G_x$ ,  $G_y$  unmittelbar über bidirektionale Ströme auf- bzw. entladen.

- Die Ausgänge des Hallsensors 31 steuern die Eingänge I der Mofsfet- Treiber derart, dass deren Ausgänge „low“ sind, (Schalter 21 gesperrt) wenn der jeweilige Ausgang des Hallsensors 31 (Phasenumschaltung) „high“ ist.

- Die Spannung  $U_v$  (analoges Drehzahlsignal mit überlagertem Wechselspannungsanteil) wurde über die Entkopplungsdioden  $D_e$  direkt den Eingängen I der Mosfet- Treiber  $D_r$  zugeführt.

Die Funktion ist der der Schaltung nach Fig. 12 ähnlich:

- Wenn der Ausgang  $H_x$  des Hallsensors 31 „low“ ist, ist der Ausgang des Treibers  $D_rX$  „high“, und der Motor startet in flip- flop Betrieb (ohne Regelung).

- Überschreitet die Drehzahl eine vorgegebene Grenze, so steigt die Spannung  $U_v$  an und die Eingänge der Treiber ( $D_rX$ ) bekommen kurzzeitig Werte der Spannung  $U_v$ , die über der Eingangsschwelle der Treiber (ca. 1,5V) liegen, so dass deren Ausgänge (die Gate- Elektroden) nur nach dem Abklingen dieser Spannung, also nach einer Verzögerung  $t$ , „high“ werden können, so dass der Motor in Leistungsregelungsmodus arbeitet.

Vom Stand der Technik ist bekannt, dass durch Phasenverschiebung oder Umschaltung zwischen zwei Hallsensoren 31, 31' ein Wechsel zwischen Motor-Generatorfunktion (Bremse) bewirkt wird.

Die Energierückgewinnung ist bei einem Fahrzeugantrieb oder bei einem akkubetriebenen Elektrowerkzeug nützlich. Die SR-Motoren der Erfindung können ohne weitere Massnahmen als Generator eine höhere Spannung erzeugen, als die Spannung der Batterie, die zum Erreichen der Drehzahl führte. Damit ist die Realisierung der obengenannten Funktion besonders einfach.

Dies geschieht meist mit der Abschaltung der Leistungsregelungsfunktion, die im Generatormodus wenig gebraucht wird.

Es reicht unter Umständen, die Ausgangssignale der Phasensteuerung zu vertauschen (low statt high), um eine Bremsfunktion unter teilweiser Zurückladung der Batterie zu erreichen.

## Patentansprüche:

- 1.) Leistungsregelungsverfahren für zweiphasige, elektronisch kommutierte Reluktanzmaschinen mit direkter Übertragung der Entmagnetisierungsenergie einer abgeschalteten Phase auf der darauffolgenden Phase, dadurch gekennzeichnet, dass die Einschaltung des Hauptstromes ( $I_p$ ) um eine Dauer ( $t$ ) verzögert nach dem Phasenwechsel erfolgt.
- 2.) Leistungsregelungsverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen der Sperrung des Leitungsschalters (21X) einer Phase (X) und der Stromleitphase des Schalters (21Y) der darauffolgenden Phase (Y) die Selbstinduktionsspannung  $U_a$ , die bei der Abschaltung der Phase (X) an der Verbindung zwischen der Hauptwicklung (112X) und dem Leistungsschalter (21X) entsteht über eine by-pass Diode (22) einer Phase (Y, X, Y') zugeleitet wird, die von der Stromquelle noch getrennt ist.
- 3.) Leistungsregelungsverfahren nach den Ansprüchen 1 – 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Drehzahlregelung und -Begrenzung dadurch erfolgt, dass die Verzögerung ( $t$ ) von der Drehzahl unabhängig ist.
- 4.) Leistungsregelungsverfahren nach den Ansprüchen 1 – 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Einschaltverzögerung ( $t$ ) des Hauptstromes drehzahlabhängig ist und aus der Überlagerung der komplementären Phasenwechselsignale mit formähnlichen Signalen entsteht, welche gegenüber der ersteren um einen drehzahlunabhängigen Winkel ( $\nu$ ) phasenverschoben sind.
- 5.) Leistungsregelungsverfahren nach den Ansprüchen 1, 2 und 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Einschaltdauer der Leistungsschalter (21) der Phasen (X,Y) über den Phasenunterschied der Ausgangssignale zweier Hallsensoren (31,31a) geregelt wird.
- 6.) Leistungsregelungsverfahren nach den Ansprüchen 1 - 2 und 4, dadurch gekennzeichnet, dass die phasenverschobenen Signale von zwei digitalen Hallsensoren 31, 31a dadurch entstehen, dass diese mechanisch verschiebbar sind.
- 7.) Leistungsregelungsverfahren nach den Ansprüchen 1 - 2 und 4, dadurch gekennzeichnet, dass die mechanische Verschiebung eines Hallsensors (31) oder die elektrische Phasenverschiebung seines Ausgangssignals von einer Ausgangsgröße wie Druck, Durchfluss, Temperatur, Strom, Schwingungsamplitude, usw...abhängig erfolgt, die von einer angekoppelten Arbeitsvorrichtung stammt.

8.) Leistungsregelungsverfahren nach dem Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet dass die Verschiebung des Hallsensors (31) oder die elektrische Phasenverschiebung seines Ausgangssignals die Betriebsweise der Maschine von einer Motor- zu einer Generatorfunktion ändert.

9.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass die gewünschte Drehrichtung über die Voreinstellung eines Anlaufsenors (31) geschieht und die Drehzahlregelung über den Phasenunterschied zwischen dem Anlaufsensor (31) und einem zweiten Sensor (31a) erfolgt, wobei der Phasenunterschied durch die Verstellung dieser Sensoren (31,31a) von Hand, oder durch die elektrische Phasenverschiebung der Ausgangssignale verändert wird.

10.) Leistungsregelungsverfahren nach den Ansprüchen 1 – 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Einschaltverzögerung ( $t$ ) des Hauptstromes ( $I_p$ ) über ein elektronisches Zeitglied erfolgt, welches vom high-low Übergang der Phasensteuerung im Gang gesetzt wird.

11.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass die Unterbrechung des Hauptstromes innerhalb einer Phase gezielt dazu eingesetzt wird, um den Stromverlauf in dieser und der darauffolgenden Phase zu beeinflussen.

12.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass ein zur Motorsteuerung eingesetztes, sägezahnförmiges Rotorstellungssignal mit Hilfe einer Profilscheibe (32) gewonnen wird, die vor einem durch Permanentmagneten (33) polarisierten, analogen Hallsensor (31c) rotiert, das zusammen mit dem letzteren ein System variabler Reluktanz bildet, derart, dass das Ausgangssignal des Hallsensors (31c) sägezahnförmig ist.

13.) Leistungsregelungsverfahren nach dem Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass aus dem Sägezahnsignal des Hallsensors (31c) variable, rechteckige Steuersignale gewonnen werden dadurch, dass der Pegel der Sägezahnsignale mit dem einstellbaren Kipppegel ( $U_k$ ) eines Triggers (34) verglichen wird.

14.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass es ein automatisches Phasensymmetrierverfahren benutzt, wofür ein Signal ( $U_d$ ), welches proportional zu der Differenz der Phasendauer der beiden Phasen ist, zur Änderung des Kipppegels ( $U_k$ ) eines Triggers (34) dient, welches die Phasenbreite korrigiert.

- 15.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass die Regelung des digitalen Phasenwechsels aus der Erkennung der Phasenlage eines nach Bedarf phasenverschiebbaren analogen Signals abgeleitet wird.
- 16.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass die Optimierung des Phasenwechsels (Wirkungsgrades) durch die automatische Korrektur des Haupt- ( $I_p$ ), und/ oder des by-pass Stromes ( $I_b$ ) sowie des Verlaufs der Selbstinduktionsspannung ( $U_a$ ) in Richtung der minimalen Werte oder der Leistungsaufnahme des Motors erfolgt.
- 17.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuerungsfunktionen der Maschine mit Hilfe eines programmierbaren Hallsensors (38d) erfolgen.
- 18.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuerungsfunktionen der Maschine mit Hilfe eines differentialen Hallsensors erfolgen, wobei dieser direkt von den Zähnen (121) des Rotors (2) angesteuert wird.
- 19.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass der Phasenwechsel von einem Strom, welcher die Wicklungen (112, 113) durchläuft, abhängig verstellt wird, durch einen Strompfad, welcher den magnetischen Steuerkreis des Hallsensors (31) durchläuft.
- 20.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen für zweiphasige Reluktanzmaschinen, die aus zwei winkelseitigen, unabhängig funktionsfähigen Maschinenhälften bestehen, dadurch gekennzeichnet, dass der by-pass Strom ( $I_b$ ) aus den Phasen einer Maschinenhälfte auf die Phasen der anderen Maschinenhälfte übertragen wird.
- 21.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass der Hauptstrom ( $I_p$ ) in einer beliebigen Stellung ( $t_2$ ) innerhalb der Phasendauer für eine kurze Dauer ( $t_3$ ) unterbrochen wird.
- 22.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass die Anlaufstrombegrenzung durch die Unterbrechung des Hauptstromes ( $I_p$ ) beim Erreichen eines oberen Limits erfolgt, wobei dessen Wiedereinschaltung nach einer kurzen, vorgegebenen Zeit oder beim Erreichen einer unteren Grenze geschieht.
- 23.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass die unvermeidbaren Spitzen der Selbstinduktionsspannung ( $U_a$ ) durch spannungsgesteuerte, von  $U_a$  abhängige Leitphasen der Leistungsschalter (21) absorbiert werden.

24.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass die wichtigsten Regelungs- und Schutzfunktionen der Maschine durch die Steuerung der Leistungsschalter (21) erfolgt, wofür deren Gate- Elektroden ( $G_x$ ,  $G_y$ ) nach Bedarf über Phasenwechsel, Leistungssteuerung, Ein-Aus, Über- wie Unterspannungsschutz, thermische Abschaltung, Überstrom und Kurzschluss sowie Schutz vor induktiven Spannungsspitzen ( $U_a$ ) angesteuert werden.

25.) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen für statorlose Reluktanzmaschinen mit zwei unabhängigen Rotoren (1,2), dadurch gekennzeichnet, dass deren Feldrotor (1) die Leistungselektronik (21, 22) und einen Teil der Leistungssteuerung trägt, die Steuerungssignale von außen kontaktlos mit Hilfe eines axial eingebauten Hallsensors (39) erhalten, welcher von einer feststehenden Wicklung (49) angesteuert wird.

26.) Leistungsregelungsverfahren nach den Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, dass die Synchronisierung der Signale der Wicklung (49) durch die Erkennung der Form der Strom- und Spannungsverläufe in der Verbindungsleitungen erfolgt.

27) Leistungsregelungsverfahren nach den Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass die an den Ausgängen ( $H_x$ ,  $H_y$ ) der Phasensteuerung (31) gewonnenen flip-flop Signale der Phasensteuerung wechselweise jeder Phase zugeordnete Kondensatoren ( $C_t$ ) während der high-Phase aufladen, durch deren Entladung während der darauffolgenden low- Phase, in Reihe mit Widerständen ( $R_t$ ) phasensynchron zeitlich abnehmende Spannungspegel ( $U_t$ ) entstehen, die auf den Phasenanfang bezogen sind und zum Eingang eines Pegeldetektors ( $ST$ ,  $Dr$ ) geleitet werden.

28) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass aus den Phasenwechselsignalen positive bzw. negative Anteile getrennt werden, aus denen durch Integration mit Hilfe von Kondensatoren ( $C_v$ ) bzw. Widerstände ( $P_v$ ) langsam veränderliche, als Sollwert einstellbare analoge Spannungssignale gewonnen werden, die der Motordrehzahl proportional sind.

29) Leistungsregelungsverfahren nach den Ansprüchen 27 und/oder 28, dadurch gekennzeichnet, dass die phasensynchronen Spannungspegel ( $U_t$ ) mit den analogen Spannung ( $U_v$ ) über einen Widerstand ( $R_v$ ), der eine Welligkeit verursacht, zum Zwecke der Drehzahleinstellung überlagert und den Pegelschalter(n) ( $ST$ ,  $Dr$ ) zugeleitet werden, derart, dass diese vom Zeitpunkt des Phasenwechsels bis zum Erreichen einer Kippspannung ( $U_v$ ) die die Einschaltverzögerung ( $t$ ) der Leistungsschalter (21) bestimmt, also die Drehzahl des Motors regelt.

30) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen dadurch gekennzeichnet, dass die elektrischen Potentiale der Gate-Elektroden (Gx, Gy) der Leistungsschalter (21X, 21Y) unabhängig voneinander durch die Phasensteuerung (31) und/oder durch einen Pegeldiskriminator (ST) „low“ geschaltet werden können.

31) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass je einen Treiberbaustein (Dr) pro Phase zum Einsatz kommt, dessen Eingänge (I) je einen Pegeldetektor aufweisen und dessen Ausgänge (O) die Gate- Elektroden (Gx, Gy) der Leistungsschalter (21)wechselweise zum „low“ bzw. „high“ Potential schalten.

32) Leistungsregelungsverfahren nach den vorhergehenden Ansprüchen, dadurch gekennzeichnet, dass drehzahlabhängige Analogsignale als negative Rückkopplung für die Beeinflussung des Startverhaltens und der Drehzahlregelung des Motors zum Einsatz kommen.



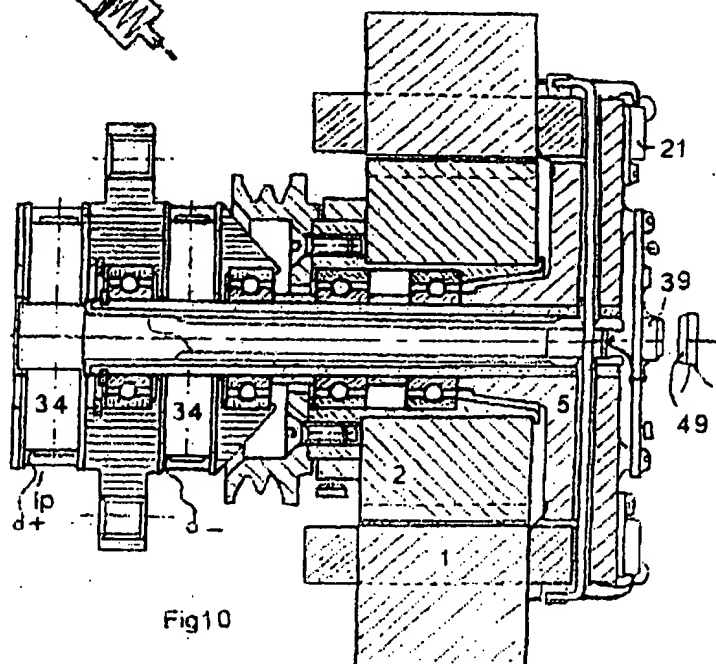
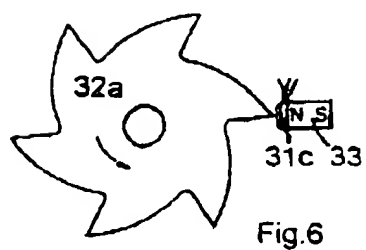
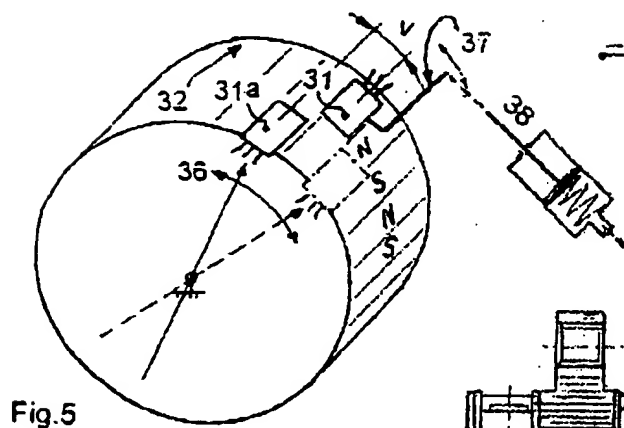
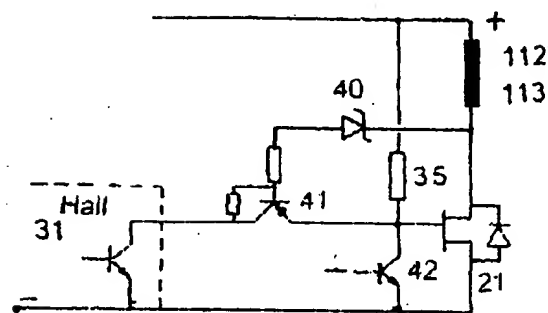
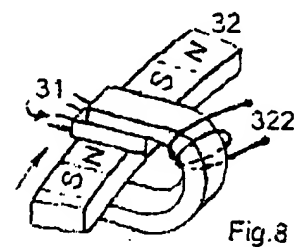
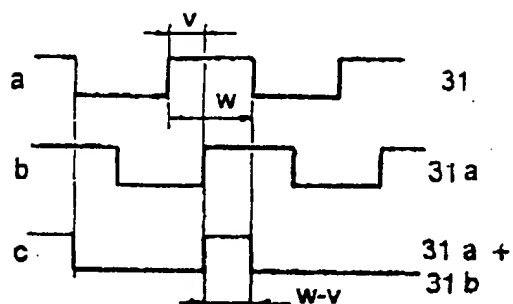
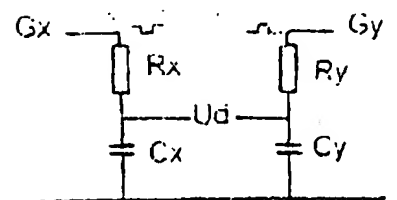
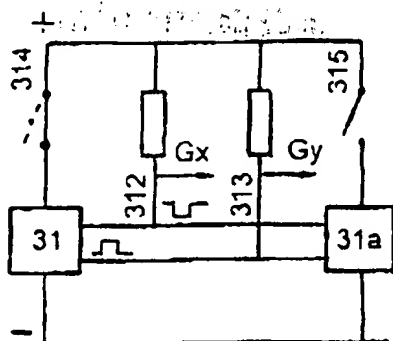


JC02 Rec'd PCT/PTO 27 JAN 2001

WFO 0074205

214

09/744645



JC02 Rec'd PCT/PTO 27 JAN 2001

09/744645

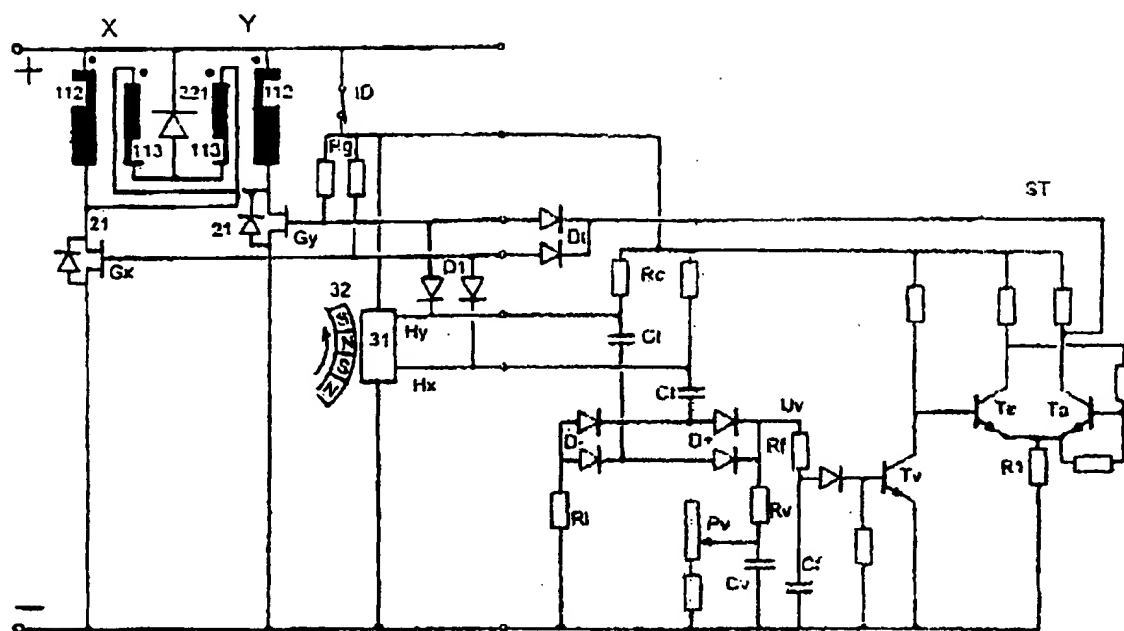


Fig. 12

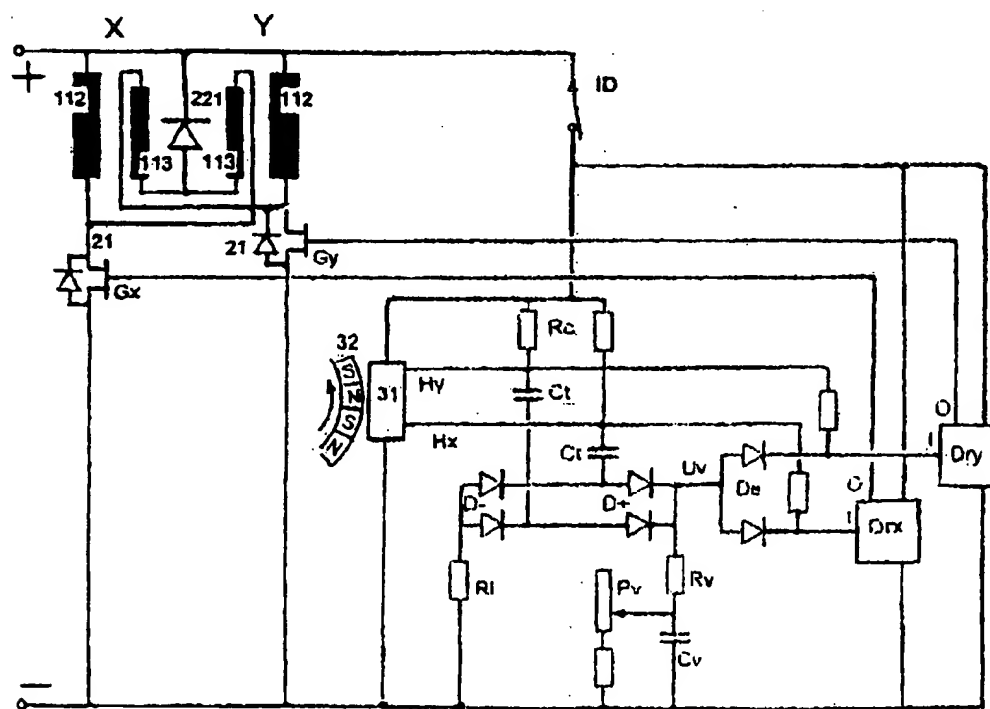


Fig. 13

JC02 Rec'd PCT/PTO 27 JAN 2001